

## 用户终端进行载波频偏估计的方法和装置

### 技术领域

本发明涉及码分多址移动通信技术，特别是指用户终端进行时分同步码分多址（TD-SCDMA）载波频偏估计的方法和装置。

### 5 发明背景

在 TD-SCDMA 系统中，基站和终端均以标称的载波频率进行数据的发送和接收。由于受器件水平的限制，实际的发送频率和接收频率与标称频率之间总会存在一定的偏差。在基站端，由于基站受温度、体积、功耗、成本等的限制较小，振荡器的频率精度能够满足标准的要求，

10 TD-SCDMA 系统要求基站的载波频率误差小于 0.05PPM。而在用户端，TD-SCDMA 系统要求用户终端的载波频率误差小于 0.1PPM，由于用户终端受温度、体积、功耗、成本等的限制较大，所选用振荡器的频率精度通常无法满足标准的要求。这样，用户终端就需要利用基站发送的已知同步下行导频信号（SYNC\_DL）进行载波频偏估计，并且利用载波

15 频偏估计值进行自动频率控制（AFC），使用户终端的载波频率误差满足系统要求。

在现有的载波频偏估计方案中，用户终端都是只利用一个基站发送的 SYNC\_DL 信号进行载波频偏估计。该基站可以用一个天线也可以用多个天线发射信号，各天线发射的载波频率都是相同的。图 1 示出了现有

20 技术中具有多个基站的进行载波频偏估计的系统示意图。

在 TD-SCDMA 系统中，设置了一个专用的下行导频时隙（DwPTS），基站在每帧的 DwPTS 发送 SYNC\_DL 信号。组成 SYNC\_DL 信号的 SYNC\_DL 码用于区分使用相同载波频率的相邻小区，也就是说，使用

相同载波频率的相邻小区通过 SYNC\_DL 码进行区分。标准中规定了 32 组 SYNC\_DL 码，每组 SYNC\_DL 码的长度为 64 个码片 (chips)。在进行小区初搜时，用户终端在某个特定频点搜索到当前希望驻留的小区所使用的 SYNC\_DL 码，完成下行同步，然后根据该 SYNC\_DL 码进行载波频偏估计，并根据得到的载波频偏估计值调整载波频率，使载波频偏满足系统要求。

假设系统要求利用 SYNC\_DL 信号进行载波频偏估计和粗调，调整后的用户终端的载波频偏要小于 1kHz，那么，在相应频点上，当用户终端只接收到一个基站发送的 SYNC\_DL 信号，或者接收到的当前希望驻留的小区的 SYNC\_DL 信号远大于其他同频小区的 SYNC\_DL 信号，如信号功率比在 6dB 以上，此时，利用现有的载波频偏估计及调整方法，可以使调整后的用户终端的载波频偏满足系统要求。但是，如果用户终端同时接收到的同频小区的 SYNC\_DL 信号功率相差不大，则其中一小区发送的 SYNC\_DL 信号将成为另一小区发送的 SYNC\_DL 信号的干扰，例如在小区边缘，用户终端接收到的多个 SYNC\_DL 信号的功率比在 3dB 之内，利用现有的载波频偏估计及调整方法，将存在 10~20%左右的概率，无法使用户终端的载波频偏满足系统要求。

在 TD-SCDMA 系统中，由于 SYNC\_DL 信号的长度比较短，只有 64chips (50 $\mu$ s)，因此，利用 SYNC\_DL 信号进行载波频偏估计和粗调，允许调整后的载波频偏仍然比较大，例如小于 1kHz。即使如此，如图 1 所示，当用户终端同时接收到多个基站发送的 SYNC\_DL 信号，并且 SYNC\_DL 信号功率相差不大的情况下，如 3dB 以内，如果采用现有的载波频偏估计方法，即只利用接收到的当前希望驻留的小区 (基站) 的 SYNC\_DL 信号，即功率最大的 SYNC\_DL 信号进行载波频偏估计，存在 10~20%左右的概率，无法使用户终端的载波频偏在 AFC 之后达到

1kHz 以下。这样，就使用户终端的小区初搜无法完成，影响小区初搜的成功概率。

## 发明内容

有鉴于此，本发明的一个目的在于提供一种用户终端进行载波频偏估计的方法，本发明的另一目的在于提供一种用户终端进行载波频偏估计的装置，使用户终端的载波频偏满足系统要求，提高小区初搜的成功概率。

为了达到上述目的，本发明提供了一种用户终端进行载波频偏估计的方法，该方法包含以下步骤：

10      A、确定用户终端接收到的一个以上信号所来源的基站数量及各信号的主径位置；

B、根据步骤 A 中得到的信号主径位置，将对应于所述基站数量的各基站的信号进行合并；

C、根据步骤 B 中所述的合并后的信号计算载波频偏粗估计值。

15      步骤 A 中所述确定用户终端接收到的一个以上信号所来源的基站数量，包括以下步骤：

A1、计算用户终端接收的各信号的功率峰值，并从大到小选取设定的最大基站数量个功率峰值；

20      A2、通过将步骤 A1 中排序得到的最大功率峰值与后续功率峰值的比值与给定门限进行比较，确定用户终端接收到的一个以上信号所来源的基站数量。

所述信号为同步下行导频信号，所述步骤 A1 包括以下步骤：

A11、将本地同步下行导频码与接收的同步下行导频信号进行移位复相关，得到用户终端接收的同步下行导频信号的功率值；

A12、确定与各同步下行导频码相对应的功率峰值。

所述步骤 A11 与步骤 A12 之间进一步包括：选取大于一帧的各帧功率值，并对各帧的所述功率值进行平均。

所述步骤 A2 包括以下步骤：

5       A21、对按照从大到小进行排序的功率峰值进行编号，并设定当前序号为所述最大基站数量；

A22、判断最大功率峰值与对应于当前序号的功率峰值的比值是否大于给定门限，如果是，则令用户终端接收到的信号所来源的基站数量为当前序号的值，否则，当前序号减一，并返回执行步骤 A22。

10       所述步骤 A 之前进一步包括：在一个下行导频时隙的起始位置接收同步下行导频信号，读取 128 个码片的向量数据。

步骤 A 中所述基站数量大于 1 时，所述步骤 B 之前进一步包括：将每个基站的信号进行多径合并。

所述将每个基站的信号进行多径合并，包括以下步骤：

15       从功率峰值前预定数值个点开始，读取预定数值的 2 倍加所述同步下行导频码长度点的同步下行导频信号数据；

去除不同时延的多径同步下行导频信号符号间的相位差异和时延路径的相位差异后，进行最大比合并。

步骤 B 中所述将对应于所述基站数量的各基站的信号进行合并为：

20       将对应于所述基站数量的各基站的信号进行等增益合并或加权合并，得到合并信号序列。

所述步骤 C 为：根据所述合并信号序列中间隔为设定距离的两个符号间的相位差，得到载波频偏粗估计值。

所述步骤 C 进一步包括：进行设定次数的载波频偏估计，然后进行  
25       平均，得到载波频偏估计。

所述步骤 C 为：将所述合并信号序列中间隔为设定距离的两个符号间的相位差进行求和，并进行相角计算，得到载波频偏估计。

本发明还提供了一种用户终端进行载波频偏估计的装置，该装置至少包括：

5       判断模块，用于根据用户终端接收的信号，确定用户终端接收到的信号所来源的基站数量及来自各基站的信号的主径位置，并将所述基站数量和各信号主径位置输出至合并模块；

合并模块，用于根据信号主径位置，将对应于所述基站数量的各基站的信号进行合并，并将合并后的信号输出至载波频偏获取模块；

10       载波频偏获取模块，用于根据接收的合并后的信号，得到载波频偏粗估计值。

所述基站数量大于 1 时，所述装置进一步包括多径合并模块，用于将每个基站的信号进行多径合并，将多径合并后的信号输出至合并模块。

15       根据本发明提出的方案，当用户终端同时接收到多个（大于 1 个）基站发送的 SYNC\_DL 信号，并且 SYNC\_DL 信号功率相差不大的情况下，可以使用户终端的载波频偏在 AFC 之后满足系统要求，提高了小区初搜的成功概率。

20       本发明提出的载波频偏估计方法，特别适用于在移动用户接收的多个基站的 SYNC\_DL 信号强度和信干比相近的情况，即移动用户位于几个小区的交界处的情况，通过本发明提出的载波频偏估计方法，能够大大提高小区初搜的成功率；即使移动用户接收的一个基站的 SYNC\_DL 信号很强，其他基站的 SYNC\_DL 信号相对不强，通过本发明提出的载波频偏估计方法，也能提高载波频偏调整的准确度。通常相对于利用一个基站的 SYNC\_DL 信号而言，多个基站的 SYNC\_DL 信号强度和信干

25

比越相近，本发明越能提高载波频偏调整的准确度。

### 附图简要说明

图 1 示出了现有技术中具有多个基站的进行载波频偏估计的系统示意图；

5 图 2 示出了本发明用户终端进行载波频偏估计的流程图；

图 3 示出了图 2 中的步骤确定用户终端同时接收到几个同频基站的 SYNC\_DL 信号及其各自主径到达时刻的较详细流程图；

图 4 示出了对接收到的一个基站的 SYNC\_DL 信号进行多径合并流程原理图；

10 图 5 示出了本发明实施例的仿真结果。

### 实施本发明的方式

为了便于本领域一般技术人员实施与理解本发明，下面分别参照附图，通过实施例描述本发明的用户终端获取 TD-SCDMA 载波频偏的方法和装置。

15 图 2 示出了本发明用户终端进行载波频偏估计的流程图，图 3 示出了图 2 中的步骤 201 确定用户终端同时接收到几个同频基站的 SYNC\_DL 信号及其各自主径到达时刻的较详细流程图。

第一步，在步骤 201，确定用户终端同时接收到几个同频基站的 SYNC\_DL 信号及其各自主径到达时刻。

20 步骤 201 的具体实现流程见图 3，在步骤 301，用户终端在完成 DwPTS 的同步之后，从 DwPTS 的起始位置开始读取 128chips 数据  $\mathbf{r}$ ，其中第  $k$  个元素表示为  $r_k$ ， $k = 0, 1, \dots, 127$ 。

然后，在步骤 302，用 32 组本地 SYNC\_DL 码分别与在 DwPTS 接

收的数据  $r$  进行移位复相关, 移位从 0~63, 即计算每个位置点的相关功率值。

在步骤 303, 对  $K$  ( $K \geq 1$ ) 帧的相关功率值进行平均, 由于衰落等原因, 使得上一帧信号与下一帧信号到达用户终端时的功率会有所不同, 5 为保证用户终端获得的数据尽可能准确, 可多取几帧数据计算相关功率然后取平均值。

然后在步骤 304, 找出 32 组 SYNC\_DL 码中与各组 SYNC\_DL 码相对应的平均相关功率峰值, 通过 SYNC\_DL 码确定与其相对应的 SYNC\_DL 信号的到达时刻, 即对应于 SYNC\_DL 码的 SYNC\_DL 信号 10 主径的到达时刻, 通过 SYNC\_DL 码与数据  $r$  进行移位复相关计算, 能够得到相关功率峰值的即表示接收信号与相应 SYNC\_DL 码达到同步。

在步骤 305, 将上述平均相关功率峰值由大到小进行排序, 选取其中前  $N_{\max}$  个平均相关功率峰值, 记为  $P_{\max}(n)$ ,  $n = 1, 2, \dots, N_{\max}$ 。  $N_{\max}$  为用户 15 终端同时接收到不同基站 SYNC\_DL 信号的最大基站数量, 可为预先设定的数值。

在步骤 306, 由于用户终端在接收 SYNC\_DL 信号时, 无法获知自身同时收到多少个基站发射的 SYNC\_DL 信号, 因此需要根据给定门限, 确定同时接收不同基站 SYNC\_DL 信号的基站数量  $N$ , 设置给定门限  $V_T$ , 首先判断第  $N_{\max}$  个平均相关功率峰值是否满足条件, 如果满足, 即

$$20 \quad \frac{P_{\max}(1)}{P_{\max}(N_{\max})} > V_T,$$

则  $N = N_{\max}$ ; 否则, 继续判断第  $N_{\max} - 1$  个平均相关功率值是否满足条件, 如果满足, 即

$$\frac{P_{\max}(1)}{P_{\max}(N_{\max} - 1)} > V_T,$$

则  $N = N_{\max} - 1$ ; 否则, 依次类推, 直至确定出用户终端同时接收不同基站 SYNC\_DL 信号的基站数量  $N$ ,  $1 \leq N \leq N_{\max}$ 。记录与  $N$  个基站中各基站相对应的 SYNC\_DL 码编号和峰值点位置分别为  $\text{Sync\_ID}_n$  和  $\text{Peak}_n$ , 其中  $n = 1, 2, \dots, N$ 。

5 在本发明的实施例中, 可取  $N_{\max} = 3$ ,  $V_T = 4$ 。

第二步, 在步骤 202, 分别对接收的各基站的 SYNC\_DL 信号进行多径合并。

对编号为  $\text{Sync\_ID}_n$  的 SYNC\_DL 码进行复值运算, 将得到的复值 SYNC\_DL 码记为  $\underline{s}_n$ , 其中第  $k$  个元素为  $s_{n,k}$ ,  $k = 0, 1, \dots, 63$ 。在接收信号  
10 的 DwPTS 中, 从  $\text{Peak}_n$  之前的  $M$  个 chip 开始, 读取  $64 + 2M$  点数据, 记为向量  $\underline{e}$ , 其中第  $k$  个元素为  $e_{k+i}$ ,  $k = 0, 1, \dots, 63$ ,  $i = 0, 1, \dots, 2M$ 。

将  $\underline{e}$  与  $\underline{s}_n$  进行移位复相关, 得到  $\underline{\text{cor}}_n$ :

$$\text{cor}_{n,i} = \sum_{k=0}^{63} e_{i+k} \cdot s_{n,k}^*, \quad i = 0, 1, \dots, 2M,$$

然后对各路径的 SYNC\_DL 信号进行合并, 得到向量  $\underline{U}_n$ :

$$15 \quad U_{n,k} = \sum_{i=0}^{2M} e_{i+k} \cdot s_{n,k}^* \cdot \text{cor}_{n,i}^*, \quad k = 0, 1, \dots, 63,$$

其中,  $s_{n,k}^*$  表示  $s_{n,k}$  的共轭,  $\text{cor}_{n,i}^*$  表示  $\text{cor}_{n,i}$  的共轭。

该公式的物理意义在于, 对不同时延的多径 SYNC\_DL 信号在去除符号间的相位差异和时延路径的相位差异之后进行最大比合并。其中, 接收信号  $\underline{e}$  乘以  $\underline{s}_n$  的共轭相当于去除符号间的相位差异, 乘以  $\underline{\text{cor}}_n$  的共  
20 轭相当于去除时延路径的相位差异。

下面通过图 4 对步骤 202, 即对接收到的一个基站的 SYNC\_DL 信号进行多径合并的处理过程, 作进一步地详细描述, 如图 4 所示,



在步骤 401, 在 DwPTS 接收的 SYNC\_DL 信号中, 从 Peak<sub>n</sub> 之前的 M 个 chip 开始, 读取 64+2M 点数据, 即: 从主径位置之前的 M 个 chip 读取 64+2M 个接收到的数据, 得到 64+2M 点复值数据序列  $e(k+i)$ ,  $k=0,1,\dots,63$ ,  $i=0,1,\dots,2M$ , 记为向量  $\underline{e}$ , 64 即为 SYNC\_DL 码的长度。

5 在步骤 402, 对编号为 Sync\_ID<sub>n</sub> 的 SYNC\_DL 码进行复值运算, 得到复值 SYNC\_DL 码, 即本地复值 SYNC\_DL 码序列  $s(k)$ ,  $k=0,1,\dots,63$ , 记为  $\underline{s}_n$ 。

然后, 在步骤 406, 对序列  $s(k)$  的各元素取共轭, 得到  $s^*(k)$ 。

由于  $e(k+i)$  中包括相位偏移, 为去除前后相位偏移, 在步骤 403, 10 令  $d(0,k)=e(k)$ ,  $k=0,1,\dots,63$ ; 在步骤 404, 令  $d(1,k)=e(k+1)$ ,  $k=0,1,\dots,63$ , ... 在步骤 405, 令  $d(2M,k)=e(k+2M)$ ,  $k=0,1,\dots,63$ , 即  $d(i,k)=e(i+k)=e_{i+k}$ 。

在步骤 407, 分别将步骤 403~步骤 405 获得的序列  $d(i,k)$  ( $i=0,1,\dots,2M$ ,  $k=0,1,\dots,63$ ) 中的对应元素与步骤 406 获得的序列  $s^*(k)$  中 15 的对应元素相乘。

在步骤 408, 将步骤 407 获得的序列中所有元素求和并取共轭, 因此, 步骤 403~步骤 408 将  $\underline{e}$  与  $\underline{s}_n^*$  进行移位复相关, 得到  $\underline{\text{cor}}_n$ , 即:

$$\text{cor}_{n,i} = \sum_{k=0}^{63} e_{i+k} \cdot s_{n,k}^*, \quad i=0,1,\dots,2M, \quad \text{此处的 } e_{i+k} \text{ 即为以上所述的 } d(i,k) \text{ 和 } e(i+k)。$$

20 在步骤 409, 将所有移位复相关的结果与序列内所有元素相乘后, 在步骤 410, 将所有 2M+1 个序列相加, 即对各路径的 SYNC\_DL 信号进行多径合并, 计算向量  $\underline{U}_n$ :

$$U_{n,k} = \sum_{i=0}^{2M} e_{i+k} \cdot s_{n,k}^* \cdot \text{cor}_{n,i}^*, \quad k=0,1,\dots,63,$$

以上所述的  $M$  的取值需要综合考虑接收信号的时延扩展和噪声的影响, 在本发明的实施例中, 可取  $M = 4$ 。

第三步, 在步骤 203, 对各基站多径合并后的 SYNC\_DL 信号进行合并。

- 5 对各基站多径合并后的 SYNC\_DL 信号进行合并, 即对不同 SYNC\_DL 码的计算结果进行合并, 可采用等增益合并:

$$U_k = \sum_{n=1}^N U_{n,k}, \quad k = 0, 1, \dots, 63;$$

也可采用加权合并:

$$U_k = \sum_{n=1}^N U_{n,k} \cdot P_n, \quad k = 0, 1, \dots, 63,$$

- 10 加权系数  $P_n$  可由下式得到:

$$P_n = \sum_{i=0}^{2M} |\text{cor}_{n,i}|^2, \quad i = 0, 1, \dots, 2M, \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

由于各基站的 SYNC\_DL 信号具有相关性, 而噪声不具有相关性, 因此通过合并各基站多径合并后的 SYNC\_DL 信号, 可充分利用用户终端接收到的 SYNC\_DL 信号, 提高有用信号的信噪比 (或信干比)。

- 15 根据理论公式, 各基站 SYNC\_DL 信号合并后的序列可近似表示成如下形式:

$$U_k = A_k \cdot \exp(j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot k \cdot T_c + \phi_0) + N_k, \quad k = 0, 1, \dots, 63,$$

其中,  $U_k$  为合并后的 SYNC\_DL 信号序列中第  $k$  个符号的值,

$k = 0, 1, \dots, 63;$

- 20  $A_k$  为第  $k$  个符号中有用的、合并后的 SYNC\_DL 信号的幅度;

$\exp(x)$  为求复数  $x$  的指数运算;

$\Delta f$  为载波频偏, 该  $\Delta f$  为精确的理论值;

$T_c$  为每个 chip 的脉冲宽度;

$\phi_0$  为用户终端收到 SYNC\_DL 信号的初始相位, 范围在  $0 \sim 2\pi$  之间;  
 $N_k$  为第  $k$  个符号中的复值噪声或干扰噪声。

第四步, 在步骤 204, 利用合并后的信号, 计算载波频偏粗估计值。

以步骤 203 中所述的理论公式为基础, 通过  $U_k$  表达式可以看出, 合并后的 SYNC\_DL 信号序列, 符号之间的相位变化率与载波频偏  $\Delta f$  有关, 因此, 可以利用合并后的 SYNC\_DL 信号序列进行载波频偏粗估计, 在本发明的一个实施例中,

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi \cdot L \cdot T_c} \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} \text{angle}(U_k^* \cdot U_{k+L}),$$

其中,  $\Delta \hat{f}$  为载波频偏粗估计值,  $T_c$  为每个 chip 的脉冲宽度,  $\text{angle}(x)$  为求复数  $x$  的相角,  $P$  和  $L$  的取值应满足  $P+L \leq 64$ , 且  $P \geq 1$ ,  $L \geq 1$ 。

上述公式表示利用间隔为  $L$  的两个符号之间的相位差进行载波频偏估计, 然后将  $P$  次估计值进行平均, 以减小噪声 (或干扰) 的影响。

在本发明的另一个实施例中,

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi \cdot L \cdot T_c} \text{angle} \left[ \sum_{k=0}^{P-1} (U_k^* \cdot U_{k+L}) \right],$$

其中,  $\Delta \hat{f}$  为载波频偏粗估计值,  $T_c$  为每个 chip 的脉冲宽度,  $\text{angle}(x)$  为求复数  $x$  的相角,  $P$  和  $L$  的取值应满足  $P+L \leq 64$ , 且  $P \geq 1$ ,  $L \geq 1$ 。

为减少多次求相角的计算量, 上述公式表示首先对间隔为  $L$  的两个符号之间的相位差求和, 然后再进行相角计算, 从而进行载波频偏估计。

根据以上公式得到  $\Delta \hat{f}$ , 如果用户终端的接收功率为  $f_0$ , 则基站的发射频率  $f_c = f_0 + \Delta \hat{f}$ , 从而可获取基站的发射功率, 使用户终端的接收功率与基站的发射功率保持一致。

由于两个相邻符号之间的相位差比较接近, 相乘之后相角的角度跳动会比较大, 因此设定间隔为  $L$  的两个符号之间相乘, 避免相角的跳动

过大。

在本发明的实施例中，取  $P = L = 32$ 。

对应于图 2 中实现的各步骤，本发明中还提供了一种用户终端进行载波频偏估计的装置，该装置包括判断模块、合并模块和频偏获取模块。

5 其中，判断模块，用于根据用户终端接收的 SYNC\_DL 信号及来自各基站的 SYNC\_DL 信号的主径位置，确定用户终端接收到的 SYNC\_DL 信号所来源的基站数量，并将该基站数量和各信号主径位置输出至合并模块；合并模块，用于根据信号主径位置，对每个基站的 SYNC\_DL 信号进行多径合并，并对各基站多径合并后的 SYNC\_DL 信号进行合并，合  
10 并各基站 SYNC\_DL 信号的数量即为判断模块中确定的基站数量，并将合并后的 SYNC\_DL 信号输出至载波频偏获取模块；载波频偏获取模块，用于根据接收的合并后的 SYNC\_DL 信号，对用户终端的载波频偏进行估计。该装置中可进一步包括多径合并模块，用于将每个基站的信号进行多径合并，将多径合并后的信号输出至合并模块。

15 图 5 示出了本发明实施例的仿真结果。在这个仿真中，假设用户终端 (UE) 同时接收到 3 个同频基站的 SYNC\_DL 信号，接收到的 3 个基站的相对功率分别为 0dB, -0.5dB 和 -1dB，对应的信噪比分别为 3dB、2.5dB 和 2dB。3 个基站的载波频率与标称频率的误差在 (-100Hz, 100Hz) 内均匀分布。UE 接收到的 3 个 SYNC\_DL 信号的相对路径时延在  
20 (0~4chip) 内均匀分布，时延分辨率 1/8chip。UE 初始载波频偏在 (-10kHz, 10kHz) 内均匀分布。信道条件为加信高斯白噪声 (AWGN) 信道。

利用本发明所给的方法对 UE 载波频偏进行粗调。参数选择如下：

$K = 4$ ， $V_T = 4$ ， $M = 4$ 。仿真结果见图 5。 $N_{\max} = 1$  表示只利用一个基站的  
25 SYNC\_DL 信号进行载波频偏估计， $N_{\max} = 2$  表示最多利用 2 个同频基站

的 SYNC\_DL 信号进行载波频偏估计,  $N_{\max} = 3$  表示最多利用 3 个同频基站的 SYNC\_DL 信号进行载波频偏估计。从图 5 中可以看出, 当 UE 同时接收到 3 个同频基站发送的 SYNC\_DL 信号, 且各基站的发射功率相差不大时, 如果只利用一个基站的 SYNC\_DL 信号 ( $N_{\max} = 1$ ) 进行载波频偏估计, AFC 之后, 有 27%左右的概率载波频偏仍然大于 1kHz。而  
5 如果利用 3 个同频基站的 SYNC\_DL 信号 ( $N_{\max} = 3$ ) 进行载波频偏估计, 则在 AFC 之后, 基本可以保证载波频偏在 1kHz 以下, 同时载波频偏调整的准确度也有很大提高。

总之, 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已, 并非用于限定本发  
10 明的保护范围。

## 权利要求书

1、一种用户终端进行载波频偏估计的方法，其特征在于，该方法包含以下步骤：

A、确定用户终端接收到的一个以上信号所来源的基站数量及各信号的主径位置；

B、根据步骤 A 中得到的信号主径位置，将对应于所述基站数量的各基站的信号进行合并；

C、根据步骤 B 中所述的合并后的信号计算载波频偏粗估计值。

2、根据权利要求 1 所述的方法，其特征在于，步骤 A 中所述确定用户终端接收到的一个以上信号所来源的基站数量，包括以下步骤：

A1、计算用户终端接收的各信号的功率峰值，并从大到小选取设定的最大基站数量个功率峰值；

A2、通过将步骤 A1 中排序得到的最大功率峰值与后续功率峰值的比值与给定门限进行比较，确定用户终端接收到的一个以上信号所来源的基站数量。

3、根据权利要求 2 所述的方法，其特征在于，所述信号为同步下行导频信号，所述步骤 A1 包括以下步骤：

A11、将本地同步下行导频码与接收的同步下行导频信号进行移位复相关，得到用户终端接收的同步下行导频信号的功率值；

A12、确定与各同步下行导频码相对应的功率峰值。

4、根据权利要求 3 所述的方法，其特征在于，所述步骤 A11 与步骤 A12 之间进一步包括：选取大于一帧的各帧功率值，并对各帧的所述功率值进行平均。

5、根据权利要求 2 所述的方法，其特征在于，所述步骤 A2 包括以

下步骤:

A21、对按照从大到小进行排序的功率峰值进行编号, 并设定当前序号为所述最大基站数量;

5 A22、判断最大功率峰值与对应于当前序号的功率峰值的比值是否大于给定门限, 如果是, 则令用户终端接收到的信号所来源的基站数量为当前序号的值, 否则, 当前序号减一, 并返回执行步骤 A22。

6、根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述步骤 A 之前进一步包括: 在一个下行导频时隙的起始位置接收同步下行导频信号, 读取 128 个码片的向量数据。

10 7、根据权利要求 2 所述的方法, 其特征在于, 步骤 A 中所述基站数量大于 1 时, 所述步骤 B 之前进一步包括: 将每个基站的信号进行多径合并。

8、根据权利要求 7 所述的方法, 其特征在于, 所述将每个基站的信号进行多径合并, 包括以下步骤:

15 从功率峰值前预定数值个点开始, 读取预定数值的 2 倍加所述同步下行导频码长度点的同步下行导频信号数据;

去除不同时延的多径同步下行导频信号符号间的相位差异和时延路径的相位差异后, 进行最大比合并。

20 9、根据权利要求 1 所述的方法, 其特征在于, 所述步骤 B 中所述将对应于所述基站数量的各基站的信号进行合并为: 将对应于所述基站数量的各基站的信号进行等增益合并或加权合并, 得到合并信号序列。

10、根据权利要求 9 所述的方法, 其特征在于, 所述步骤 C 为: 根据所述合并信号序列中间隔为设定距离的两个符号间的相位差, 得到载波频偏粗估计值。

25 11、根据权利要求 10 所述的方法, 其特征在于, 所述步骤 C 进一

步包括：进行设定次数的载波频偏估计，然后进行平均，得到载波频偏估计。

12、根据权利要求 10 所述的方法，其特征在于，所述步骤 C 为：  
将所述合并信号序列中间隔为设定距离的两个符号间的相位差进行求  
5 和，并进行相角计算，得到载波频偏估计。

13、一种用户终端进行载波频偏估计的装置，其特征在于，该装置至少包括：

判断模块，用于根据用户终端接收的信号，确定用户终端接收到的  
信号所来源的基站数量及来自各基站的信号的主径位置，并将所述基站  
10 数量和各信号主径位置输出至合并模块；

合并模块，用于根据信号主径位置，将对应于所述基站数量的各基  
站的信号进行合并，并将合并后的信号输出至载波频偏获取模块；

载波频偏获取模块，用于根据接收的合并后的信号，得到载波频偏  
粗估计值。

15 14、根据权利要求 13 所述的装置，其特征在于，所述基站数量大于  
1 时，所述装置进一步包括：多径合并模块，用于将每个基站的信号进  
行多径合并，将多径合并后的信号输出至合并模块。



1/3

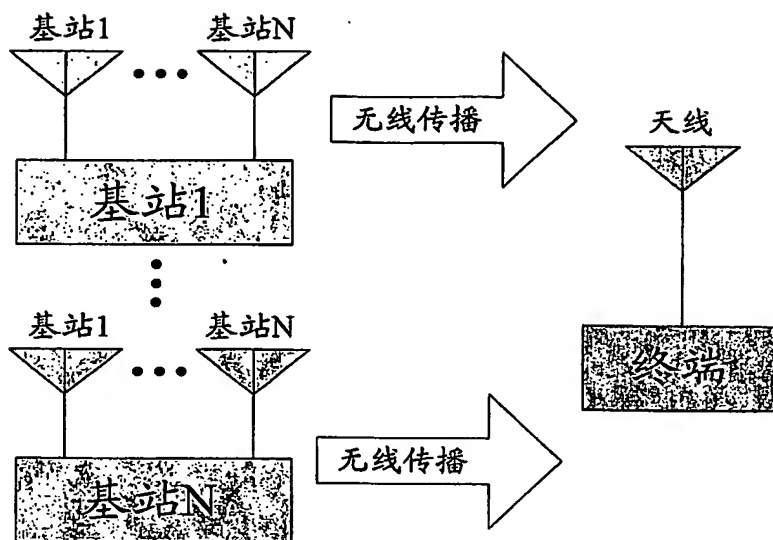


图 1

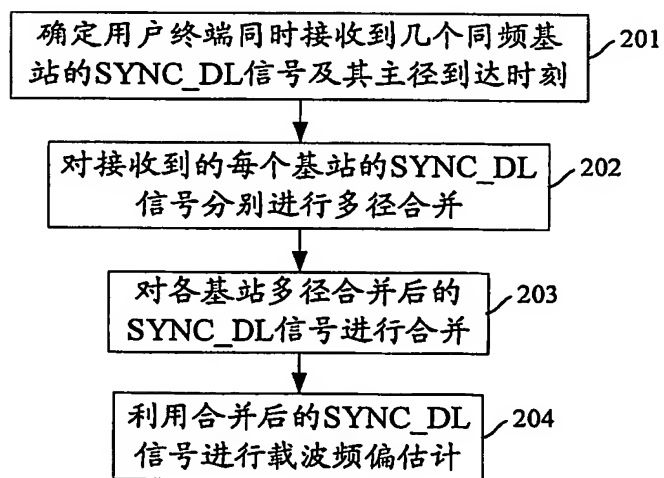


图 2

2/3

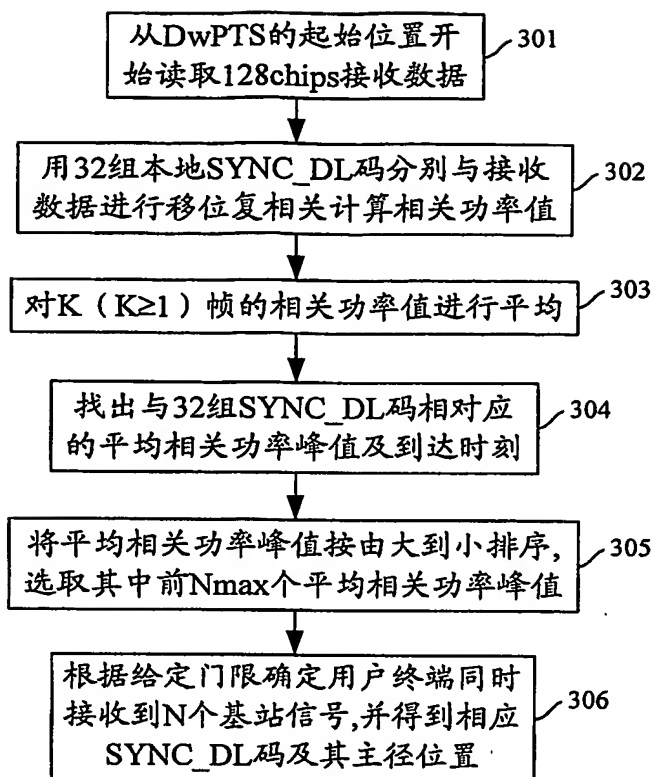


图 3

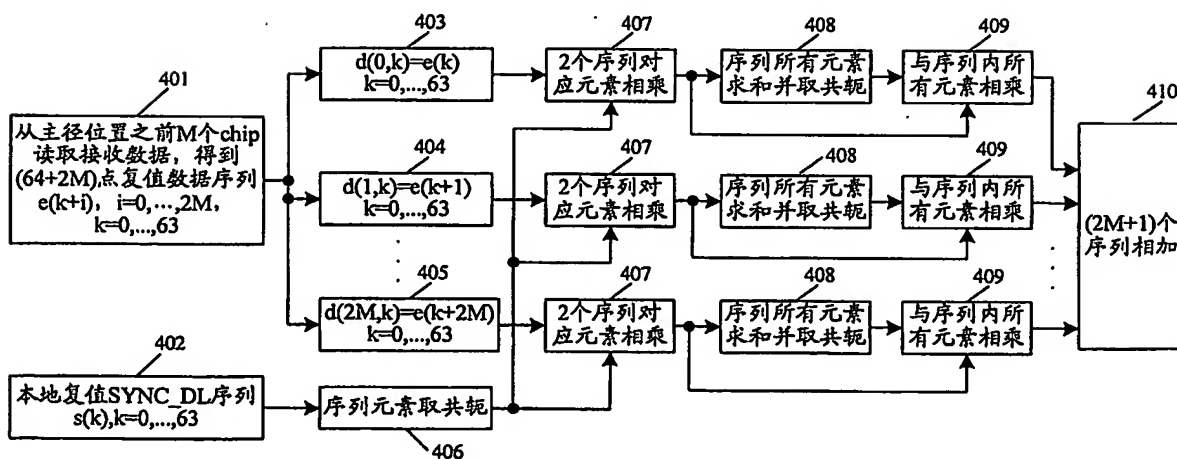


图 4

3/3

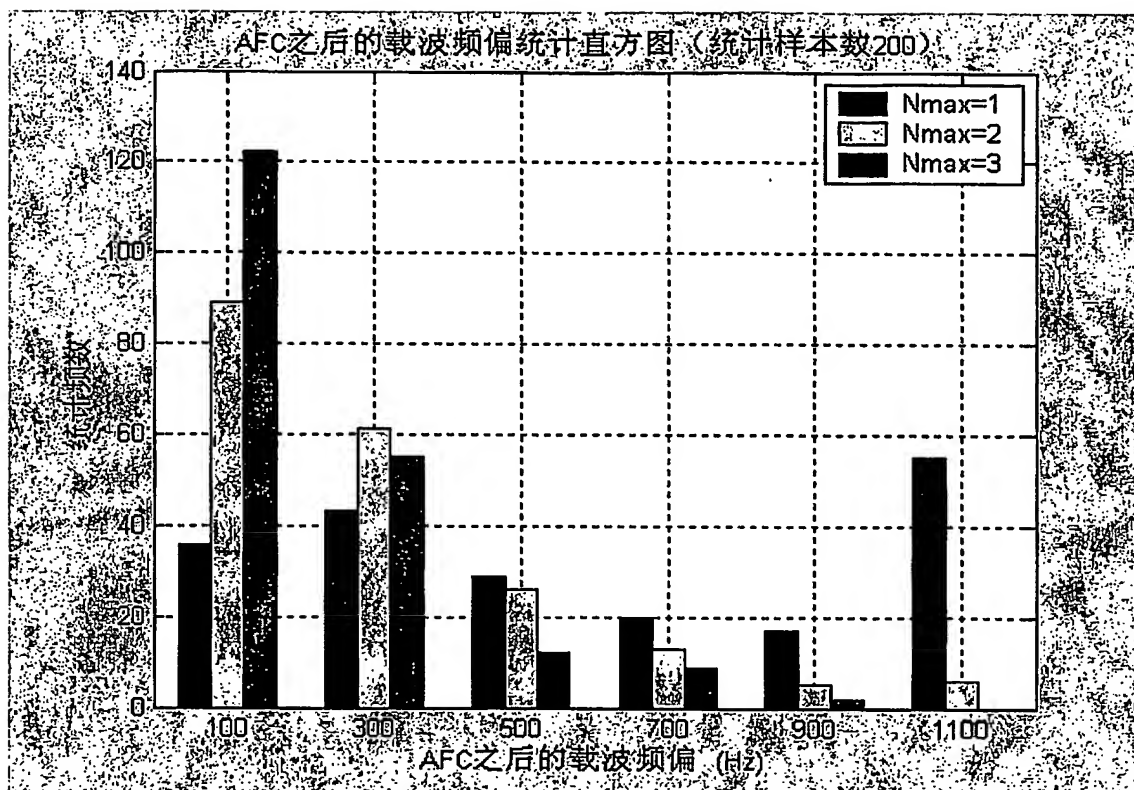


图 5

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.  
PCT/CN2004/000898

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

IPC<sup>7</sup>: H04J11/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC<sup>7</sup>: H04J11/00 H04Q9/04 H04Q7/22 H04Q7/20 H04B1/707 H04N7/173 H04B7/212

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

WPI, EPODOC, PAJ, CNPAT

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	CN,A,1404662 (NEC CORP .ETAL) 19.Mar 2003 (19.03.03) see the whole document	1-14
A	CN,A,1315808 (CHINA ACAD TELECOM TECHNOLOGY ETAL) 03.Oct 2001 (03.10.01) see the whole document	1-14
A	CN,A,1286587 (ZHONGXING COMMUNICATION CO LTD SHENZHEN) 07.Mar 2001 (07.03.01) see the whole document	1-14
A	CN,A,1205142 (NOKIA TELECOM OY) 13.Jan 1999 (13.01.99) see the whole document	1-14
A	CN,A,1175171 (BEIJING XINWEI COMMUNICATION TECH CO LTD) 04.Mar 1998 (04.03.98) see the whole document	1-14

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search  
03.Sep 2004 (03.09.04)

Date of mailing of the international search report

16 · SEP 2004 (16 · 09 · 2004)

Name and mailing address of the ISA/

6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District,  
100088 Beijing, China

Facsimile No. 86-10-62019451

Authorized officer

Wang, Xiaoli

Telephone No. (86-10)62084536



**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.  
PCT/CN2004/000898

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
CN1404662A	19.03.03	US2003142733 A1	31.07.03
		GB2359456 A	22.08.03
		WO0161880 A1	23.08.01
		AU200134091 A	27.08.01
		EP1256187 A1	13.11.02
		JP2003523688T	05.08.03
CN1315808A	03.10.01	NONE	
CN1286587A	07.03.01	NONE	
CN1205142A	13.01.99	US6282185 B1	28.08.01
		WO9810542 A2	12.03.98
		FI9603479 A	06.03.98
		AU4210697 A	26.03.98
		NO9802013 A	06.07.98
		EP0872060 A2	21.10.98
		FI102577B B1	31.12.98
		JP11514827T	14.12.99
		AU723045 B	19.08.00
CN1175171A	04.03.98	NONE	

# 国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2004/000898

## A. 主题的分类

IPC<sup>7</sup>:H04J11/00

按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

## B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

IPC<sup>7</sup>: H04J11/00 H04Q9/04 H04Q7/22 H04Q7/20 H04B1/707 H04N7/173 H04B7/212

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))

WPI, EPODOC, PAJ, CNPAT

## C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
A	CN,A,1404662 (日本电气株式会社) 2003 年 3 月 19 日 (19.03.03) 说明书全文	1-14
A	CN,A,1315808 (信息产业部电信科学技术研究院) 2001 年 10 月 3 日 (03.10.01) 说明书全文	1-14
A	CN,A,1286587 (深圳市中兴通讯股份有限公司) 2001 年 3 月 7 日 (07.03.01) 说明书全文	1-14
A	CN,A,1205142 (诺基亚电信公司) 1999 年 1 月 13 日 (13.01.99) 说明书全文	1-14
A	CN,A,1175171 (北京信威通信技术有限公司) 1998 年 3 月 4 日 (04.03.98) 说明书全文	1-14

☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。

☒ 见同族专利附件。

\* 引用文件的具体类型:

"A" 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

"B" 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

"L" 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件

"O" 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

"P" 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

"T" 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件

"X" 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

"Y" 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性

"&" 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期

03.9 月 2004 (03.09.04)

国际检索报告邮寄日期

16 · 9 月 2004 (16 · 09 · 2004)

中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN)

中国北京市海淀区衙门桥西土城路 6 号 100088

传真号: (86-10)62019451

受权官员

王晓



电话号码: (86-10)62084536

国际检索报告  
关于同族专利的信息

国际申请号  
PCT/CN2004/000898

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
CN1404662A	19.03.03	US2003142733 A1	31.07.03
		GB2359456 A	22.08.03
		WO0161880 A1	23.08.01
		AU200134091 A	27.08.01
		EP1256187 A1	13.11.02
		JP2003523688T	05.08.03
CN1315808A	03.10.01	无	
CN1286587A	07.03.01	无	
CN1205142A	13.01.99	US6282185 B1	28.08.01
		WO9810542 A2	12.03.98
		FI9603479 A	06.03.98
		AU4210697 A	26.03.98
		NO9802013 A	06.07.98
		EP0872060 A2	21.10.98
		FI102577B B1	31.12.98
		JP11514827T	14.12.99
		AU723045 B	19.08.00
CN1175171A	04.03.98	无	